

PAT-NO: JP406225573A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 06225573 A
TITLE: VECTOR CONTROLLER FOR INDUCTION MOTOR
PUBN-DATE: August 12, 1994

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

MORI, MASATO

ASHIKAGA, TADASHI

TERAJIMA, MASAYUKI

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

MEIDENSHA CORP

COUNTRY

N/A

APPL-NO: JP05011264

APPL-DATE: January 27, 1993

INT-CL (IPC): H02P005/408, H02P005/41

US-CL-CURRENT: 318/811

ABSTRACT:

PURPOSE: To assure a vector control state even if a DC voltage of a PWM inverter is lowered in order to vector-control an induction motor by the inverter having a current control system.

CONSTITUTION: Proportional integration control means 6c, 6a proportionally integrate current detected values IOFB, ITFB of exciting axis current command IOS and a torque axis current command ITS, interference term compensators 6d, 6b compensate them to obtain two-phase voltage commands VO,

VT of a synchronous rotary coordinate system and a coordinate converter 10 obtains a primary voltage $V_{1<SB>1</SB>}$ of a motor and its phase ϕ ; from the voltages V_0 , V_T . Limiters 6e, 6f limit the voltages V_0 , V_T to limited values of a ratio of a voltage in the case of rating at the normal time, and when the voltages V_0 , V_T tend to exceed the limited values, the previous voltages V_0 , V_T are used as the limited values, and a coordinate conversion output by a primary voltage $V_{1<SB>1</SB>}$ and previous phase ϕ is obtained.

COPYRIGHT: (C)1994,JPO&Japio

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-225573

(43)公開日 平成6年(1994)8月12日

| (51)Int.Cl. ⁵ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|--------------------------|----------|---------|-----|--------|
| H 0 2 P 5/408 | A | 9178-5H | | |
| 5/41 | 3 0 2 I. | 9178-5H | | |

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平5-11264

(22)出願日 平成5年(1993)1月27日

(71)出願人 000006105

株式会社明電舎

東京都品川区大崎2丁目1番17号

(72)発明者 森 真人

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会社明電舎内

(72)発明者 足利 正

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会社明電舎内

(72)発明者 寺嶋 正之

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会社明電舎内

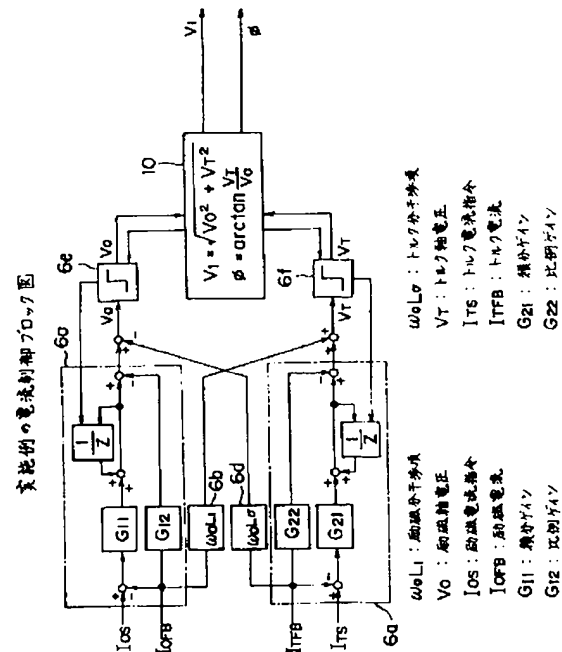
(74)代理人 弁理士 志賀 富士弥 (外1名)

(54)【発明の名称】 誘導電動機のベクトル制御装置

(57)【要約】

【目的】 電流制御系を持つPWMインバータにより誘導電動機をベクトル制御するのに、PWMインバータの直流電圧の低下にもベクトル制御状態を確保する。

【構成】 励磁軸電流指令 I_{os} とトルク軸電流指令 I_{ts} と夫々の電流検出値 I_{ofb} 、 I_{tfb} から比例積分制御手段 6c、6a による比例積分演算を行い、これに干渉項補償手段 6d、6b による補償を行って同期回転座標系の2相電圧指令 V_0 、 V_T を得、この電圧 V_0 、 V_T から電動機の一次電圧 V_1 とその位相 ϕ を座標変換部 10 で求めるにおいて、リミッタ回路 6e、6f によって電圧 V_0 、 V_T を夫々制限し、この制限は通常時には定格時の電圧 V_{0R} 、 V_{TR} の比率になるリミッタ値とし、このリミッタ値を越えようとするときに前回の電圧 V_0 、 V_T をリミッタ値とし、また一次電圧 V_1 及び前回の位相 ϕ による座標変換出力を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 誘導電動機のトルク電流指令 I_{TS} と励磁電流指令 I_{CS} と夫々の検出値 I_{IFB} 、 I_{OFB} から比例積分演算による電流制御系を有して同期回転座標系のトルク軸電圧 V_T と励磁軸電圧 V_0 を求め、この電圧 V_T と V_0 から座標変換部によって誘導電動機の一次電圧指令 V_1 と位相角 ϕ を求め、この電圧 V_1 と位相角 ϕ に従って誘導電動機をPWM制御するベクトル制御装置において、前記トルク軸電圧 V_T と励磁軸電圧 V_0 を夫々制限するリミッタ回路を設け、前記座標変換部は通常時には前記リミッタ回路のリミッタ値を前記励磁軸電圧 V_0 とトルク軸電圧 V_T の定格電圧で決まるリミッタ値に固定すると共に今回の電圧 V_0 、 V_T と位相角 ϕ を記憶しておき、前記求めた一次電圧指令 V_1 が該リミッタ値を越えたときに前記記憶しておいた前回の電圧 V_0 、 V_T をリミッタ回路のリミッタ値とすると共に該電圧 V_0 、 V_T と記憶する前記位相角 ϕ により変換出力を得ることを特徴とする誘導電動機のベクトル制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、誘導電動機のベクトル制御装置に係り、特に電流制御系を有するベクトル制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図3に従来例のベクトル制御装置を示す。誘導電動機1の速度制御部2は、速度指令 ω^* と速度検出部3からの速度検出値 ω_{FB} の偏差から比例積分演算によってトルク電流指令 I_{TS} を得る。

【0003】 トルク電流指令 I_{TS} とこれに直交させる励磁電流指令 I_{CS} と誘導電動機1の二次時定数 (τ_2) からすべり周波数演算部4にすべり周波数 ω_s を求める。

【0004】 すべり周波数 ω_s は、誘導電動機1の速度検出値 ω_{FB} と加算されて一次角速度 ω_0 に変換され、この角速度 ω_0 は積分演算部5によって積分されて位相角 θ_0 として求められる。

【0005】 電流制御部6はトルク電流指令 I_{TS} 及び励磁電流指令 I_{CS} に対して夫々のトルク電流検出値 I_{IFB} 及び励磁電流検出値 I_{OFB} との偏差から比例積分演算による演算を行い、さらに両演算結果に対して誘導電動機内の干渉分を加減算して回転座標のトルク軸のトルク軸電圧 V_T と励磁軸電圧 V_0 を得る。

【0006】 この電流制御部6の構成は図4に示す演算ブロックになる。同図中、6aはトルク電流の比例積分制御手段になり、6bは第1の干渉項補償手段になり、6cは励磁電流の比例積分制御手段になり、6dは第2の干渉項補償手段になる。

【0007】 図中、 ω_0 は電源角周波数、 L_1 は電動機的一次インダクタンス、 L_σ は等価漏れインダクタンス、 G_{11} 、 G_{21} は積分ゲイン、 G_{12} 、 G_{22} は比例ゲイン、1/Zは積分演算項を示し、干渉項6b、6dは電動機内

で励磁電流 I_{OFB} とトルク電流 I_{IFB} の互いの干渉分を打消した制御電流とすることにより非干渉化したベクトル電流制御を得るためのものである。

【0008】 図3に戻って、トルク電流検出値 I_{IFB} 及び励磁電流検出値 I_{OFB} は誘導電動機1の二相電流検出値から演算される。この演算は二相電流 I_u 、 I_w をA/D変換部7で夫々デジタル値に変換し、両者の加算によってV相の電流検出値 I_v も求め、各電流値 I_u 、 I_v 、 I_w から三相/二相変換部8で固定座標の二相交流電流に変換し、これを座標変換部9で回転座標のトルク電流 I_{IFB} と励磁電流 I_{OFB} に変換する。

【0009】 電流制御部6からの非干渉化した電圧制御信号 V_0 、 V_T は座標変換部10によって極座標の電圧 V_1 と位相角 ϕ に変換され、さらに極座標/三相変換部11によって固定座標の三相電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に変換され、PWMインバータ12の出力電圧制御信号にされる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】 従来のベクトル制御装置において、誘導電動機1を電気自動車駆動用にする場合など、PWMインバータ12の電源をバッテリーとする場合、バッテリーからの大電流供給がなされたときにバッテリーの内部インピーダンスにより直流電圧 E_{DC} が大きく変動することになる。

【0011】 このように、直流電源の電圧 E_{DC} が定格値よりも低くなるとき、電流制御系のフィードバック制御では所期の回転数・トルクに応じた出力電圧指令値 V_1 (モータ一次電圧指令値) を得るために制御率 μ の値を大きくしようとする。

【0012】 即ち、電圧指令値 V_1 と制御率 μ の関係は次式

【0013】

$$\text{【数1】 } V_1 = (E_{DC}/2) \cdot \mu \quad \dots\dots\dots (1)$$

となり、直流電圧 E_{DC} の低下に制御率 μ の増大で電圧 V_1 に所期のものを得ようとする。

【0014】 電圧 V_1 は図3の座標変換部10の演算から、同期回転座標系2相電圧指令値 V_0 、 V_T より次式

【0015】

$$\text{【数2】 } V_1 = (V_0^2 + V_T^2)^{1/2} \quad \dots\dots\dots (2)$$

で求められる。

【0016】 ところで、PWM制御を行って出力電流に正弦波を得るにはその制御率 μ は $0 \leq \mu \leq 1$ でなければならない。よって、この範囲になるよう電圧 V_1 を制限した電流制御が必要となる。

【0017】 このため、電流制御系にリミッタを設ける場合、磁束分の電圧指令値 V_0 とトルク分の電圧指令値 V_T のいずれか一方あるいは両方が制限される。

【0018】 このとき、電圧 V_1 の出力電圧がリミッタで制限されて所期の値にならないとき、フィードバック電流 I_{OFB} 、 I_{IFB} も小さくなる。この状態では例えば最

初にトルク側の電圧 V_T のみが制限されるも磁束側のフィードバック電流 I_{OFB} も指令値 I_{OS} よりも小さくなってしまい、電圧 V_0 の積分項 $1/s$ が飽和して電圧 V_0 のリミッタにかかってしまうことになる。

【0019】この現象を図5を参照して説明する。電圧 V_T と V_0 の合成ベクトル V_1 は励磁軸となす角 ϕ_1 になる $V_1(1)$ にあるべきところ、電圧 V_T がそのリミッタ値 V_{Tlim} に制限されると $V_1(2)$ のベクトルに抑えられる。また、その後に電圧 V_0 がそのリミッタ値 V_{0lim} に制限されると $V_1(3)$ のベクトルになってしまう。

【0020】例えば、 V_{Tlim} と V_{0lim} が同じであるときは角 ϕ_3 は $3\pi/4$ となり、ベクトル V_1 の位置は $V_1(2)$ の近辺であるはずが $V_1(3) \rightarrow V_1(2)$ の位置へ位相角が大きく変化するとその大きさ $|V_1|$ も大きく変化し、誘導電動機に過電流が発生してしまう。

【0021】本発明の目的は、PWMインバータの直流電圧の低下にもベクトル制御状態を確保するベクトル制御装置を提供することにある。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明は、前記課題の解決を図るため、誘導電動機のトルク電流指令 I_{TS} と励磁電流指令 I_{OS} と夫々の検出値 I_{TF3} 、 I_{OFB} から比例積分演算による電流制御系を有して同期回転座標系のトルク軸電圧 V_T と励磁軸電圧 V_0 を求め、この電圧 V_T と V_0 から座標変換部によって誘導電動機の一次電圧指令 V_1 と位相角 ϕ を求め、この電圧 V_1 と位相角 ϕ に従って誘導電動機をPWM制御するベクトル制御装置において、前記トルク軸電圧 V_T と励磁軸電圧 V_0 を夫々制限するリミッタ回路を設け、前記座標変換部は通常時には前記リミッタ回路のリミッタ値を前記励磁軸電圧 V_0 とトルク軸電圧 V_T の定格電圧で決まるリミッタ値に固定すると共に今回の電圧 V_0 、 V_T と位相角 ϕ を記憶しておき、前記求めた一次電圧指令 V_1 が該リミッタ値を越えたときに前記記憶しておいた前回の電圧 V_0 、 V_T をリミッタ回路のリミッタ値とすると共に該電圧 V_0 、 V_T と記憶する前記位相角 ϕ により変換出力を得ることを特徴とする。

【0023】

【作用】電圧指令 V_1 を制限するのに代えて電圧 V_0 、 V_T を夫々のリミッタ回路で制限し、この制限値 V_{0lim} 、 V_{Tlim} は通常時には定格直流電源電圧 E_{DC} とそのときの励磁軸電圧 V_0 とトルク軸電圧 V_T の定格電圧で決まるリミッタ値としておき、一次電圧指令 V_1 がリミッタ値を越えたときには、越える直前の電圧 V_0 、 V_T に制限するリミッタ制御を行い、また、位相角も前回値にすることで電圧 V_0 、 V_T のアンバランス発生を無くす。

【0024】

【実施例】図1は本発明の一実施例を示す電流制御ブロック図である。同図が図4と異なる部分は励磁軸電圧 V_0 及びトルク軸電圧 V_T に夫々リミッタ回路6e、6fを設け、このリミッタ回路のリミッタ値を座標変換部10

で制御するようにした点にある。

【0025】このリミッタ回路6e、6fのリミッタ値 V_{0lim} 、 V_{Tlim} は、通常時には

【0026】

【数3】

$$V_{0lim} = \frac{V_{OR}}{\sqrt{V_{OR}^2 + V_{TR}^2}} \times \frac{E_{DC}}{2}$$

$$V_{Tlim} = \frac{V_{TR}}{\sqrt{V_{OR}^2 + V_{TR}^2}} \times \frac{E_{DC}}{2}$$

【0027】但し、 E_{DC} はPWMインバータの直流電源電圧、 V_{OR} 、 V_{TR} は定格時の電圧 V_0 、 V_T に従って設定され、電圧 V_0 、 V_T の比率と直流電圧 E_{DC} から決められる。

【0028】そして、該リミッタ値にかかる電圧出力になるとき、座標変換部10がリミッタ値をリミッタにかかる直前のベクトル制御状態とする。

【0029】この切換制御は、図2に示す手順にされる。同図において、リミッタ回路6e、6fの出力電圧 V_0 、 V_T から、座標変換部10は電動機の一次電圧 V_1 及び位相角 ϕ を求めると共にそのときの電圧 V_0 、 V_T を PRV_0 、 PRV_T として記憶しておく。また、そのときの位相角 ϕ を ϕ_n として記憶しておく(S1)。その後座標変換部10は、該電圧 V_1 が定格時のリミッタ値 V_{Tlim} を越えたか否かの判定をする(S2)。

【0030】この判定でリミッタ値を越えてないときは通常時のリミッタ値にし(S3)、位相角 ϕ_n を前回値 ϕ_{n-1} とし(S6)、電圧 V_1 、位相角 ϕ_n を出力する。

【0031】次に、電圧 V_1 がリミッタ値を越えたとき、出力電圧 V_1 をリミッタ値 V_{Tlim} に訂正し(S4)、次いでリミッタ回路のリミッタ値 V_{0lim} と V_{Tlim} を夫々前回の演算での電圧 V_0 、 V_T の記憶値 PRV_0 、 PRV_T に切換えると共に、位相角 ϕ_n を前回の記憶値 ϕ_{n-1} に切り換える(S5)。

【0032】また、電圧 V_1 がリミッタから抜けたときはステップS3で通常時のリミッタ値に戻される。

【0033】従って、リミッタ回路6e、6fによるリミッタ値は、通常時には定格時の電圧 V_1 等から求められる制限値にあり、電源電圧低下等によりリミッタがかかるときにはリミッタがかかる前の電圧 V_0 、 V_T に制限した電圧と位相角 ϕ による電流制御がなされ、直流電圧 E_{DC} の低下時にも電圧 V_0 、 V_T のリミッタ値にアンバランスを招くことなく、その合成電圧 V_1 の位相角に揺れを無くして常時ベクトル制御状態を確保することができる。

【0034】また、制限値から抜けた通常制御に戻るときの制御系の不安定を抑えることができる。即ち、励磁電圧 V_0 は一定の小さな値であり、トルク電圧 V_T が広範

5

囲に変化してリミッタにもかかることになる。よって、 $V_{OLIM} < V_{TLIM}$ というような比率であればリミッタにかかったときの電圧 V_1 の位相 ϕ の変化が小さくなり、リミッタから抜けたときの V_1 の位相変化量も小さくなって不安定化を防ぐことができ、電動機の過電流を防止できる。

【0035】

【発明の効果】以上のとおり、本発明によれば、電流制御系の励磁電圧 V_o とトルク電圧 V_T の演算に夫々リミッタ回路を設け、夫々のリミッタ値を通常時には定格時の電圧 V_o 、 V_T 比率に合わせた値とし、リミッタ値を越えたときに前回の演算時に記憶する電圧 V_o 、 V_T 及び位相角 ϕ による制限と座標変換出力を得るようにしたため、PWMインバータの直流電圧 E_{dc} の低下による電圧 V_o 、 V_T の制限状態にもベクトル制御状態を得ることができ、制御系の不安定を無くして電動機の過電流防止等の効果がある。

6

【0036】また、リミッタの動作状態から抜けるときの制御系の不安定も防止できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す電流制御ブロック図。

【図2】実施例におけるリミッタ処理手順図。

【図3】ベクトル制御装置の制御系構成図。

【図4】従来の電流制御ブロック図。

【図5】リミット時の電圧 V_1 の変化を示す図。

【符号の説明】

1…誘導電動機

6…電流制御部

10…座標変換部

12…PWMインバータ

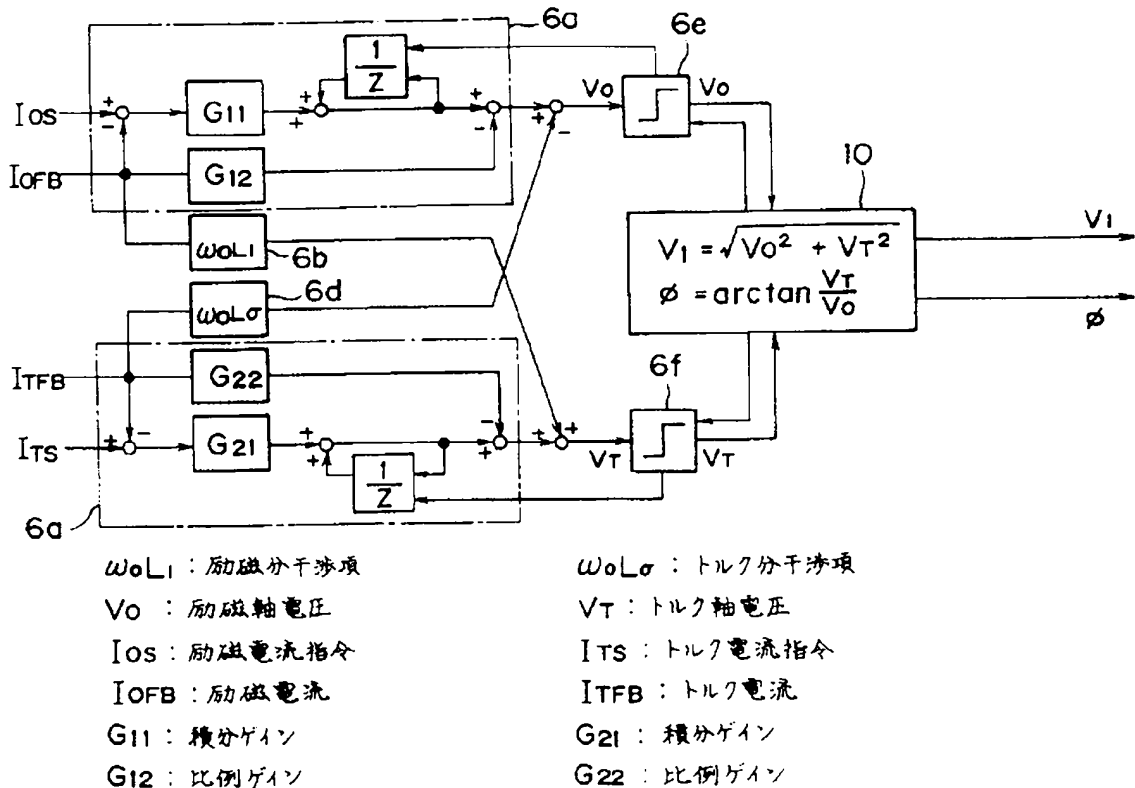
6a、6c…比例積分制御手段

6c、6d…干渉項補償手段

6e、6f…リミッタ回路

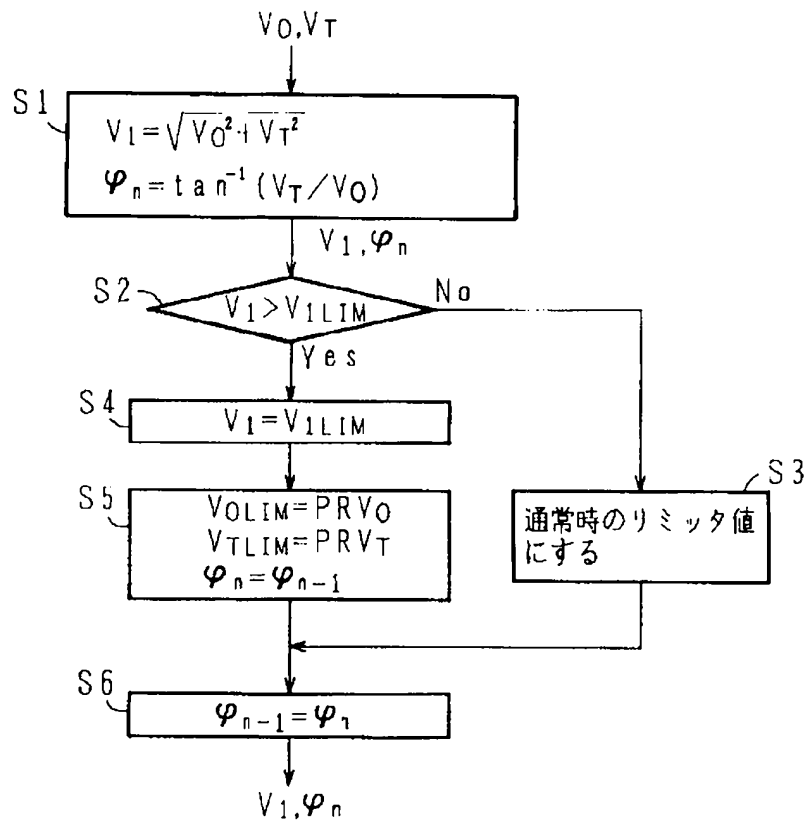
【図1】

実施例の電流制御ブロック図

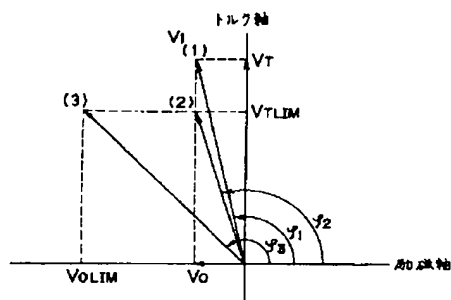


【図2】

実施例のリミッタ処理手順図



【図5】

リミット時の電圧 V_1 の変化

[illegible]

【図4】

従来の電流制御ブロック図

